

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

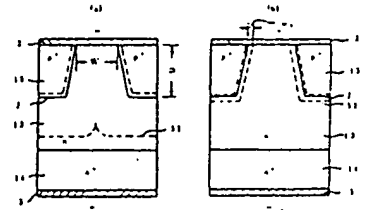
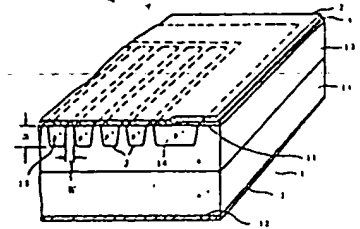
**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

(54) SEMICONDUCTOR RECTIFIER DIODE; POWER-SUPPLY APPARATUS
AND COMPUTER USING IT

(11) 3-105975 (A) (43) 2.5.1991 (19) JP
(21) Appl. No. 64-242035 (22) 20.9.1989
(71) HITACHI LTD (72) HIROSHI KOSAKA(4)
(51) Int. Cl.³ H01L29/48, H02M3/28

PURPOSE: To achieve a low loss of a semiconductor rectifier diode by specifying the following: an interval between third stripe-shaped semiconductor regions; their depth; and a width of a depletion layer formed between a first semiconductor region and the third semiconductor regions.

CONSTITUTION: A semiconductor substrate 1 is provided with the following: a first n-type semiconductor region 13 adjacent to the surface 11; a second n⁺ type semiconductor region 14 adjacent to the main surface 12 on the other side; and a plurality of third p⁺ type stripe-shaped semiconductor regions 15. A mutual interval between the third semiconductor regions 15 is designated as W; a depth of the third semiconductor regions 15 is designated as D; a width of a depletion layer which is spread to the side of the first semiconductor region 13 by a diffusion potential of a p-n junction J formed between the first semiconductor region 13 and the third semiconductor regions 15 is designated as w₀. Then, the third semiconductor regions 15 are formed so as to satisfy a relationship of $2w_0 < W \leq 3D$. By this constitution, a surface field strength on the semiconductor side of a Schottky junction and a reverse leakage current are reduced sharply, and a low loss can be achieved.



⑫ 公開特許公報(A) 平3-105975

⑬ Int. Cl.

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成3年(1991)5月2日

H 01 L 29/48
H 02 M 3/28F 7638-5F
F 7829-5H

審査請求 未請求 請求項の数 16 (全14頁)

⑮ 発明の名称 半導体整流ダイオード及びそれを使った電源装置並びに電子計算機

⑯ 特 願 平1-242035

⑰ 出 願 平1(1989)9月20日

⑱ 発 明 者 小 坂 広 茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
 ⑱ 発 明 者 村 上 進 茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
 ⑱ 発 明 者 高 田 正 典 茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
 ⑱ 発 明 者 柳 沼 隆 男 茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
 ⑲ 出 願 人 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地
 ⑳ 代 理 人 弁理士 小川 勝男 外2名

最終頁に続く

明 細 書

1. 発明の名称

半導体整流ダイオード及びそれを使った電源装置並びに電子計算機

2. 特許請求の範囲

1. 一方の主表面を有し、一方の主表面間に一方の主表面に隣接する一方導電型の第1の半導体領域と、他方の主表面及び第1の半導体領域に隣接し、第1の半導体領域より高不純物濃度を有する一方導電型の第2の半導体領域と、一方の主表面から第1の半導体領域内に延在し、一方の主表面側から見たとき略同じ大きさの複数個の欠陥部を有する他方導電型の第3の半導体領域とを有する半導体基体と、

半導体基体の一方の主表面上に設けられ、第3の半導体領域の欠陥部に露出する第1の半導体領域との界面でシヨットキー接合を形成し第3の半導体領域にオーミック接触する第1の主電極と、

半導体基体の他方の主表面において、第2の

半導体領域にオーミック接触する第2の主電極と、

を具備し、第3の半導体領域の欠陥部の幅をW、その深さをD、第1の半導体領域と第3の半導体領域との間に形成されるp-n接合の拡散電位によつて第1の半導体領域側に拡がる空乏層の幅を w_0 としたとき、 $2w_0 < W \leq 3D$ の関係を有することを特徴とする半導体整流ダイオード。

2. 請求項1において、第3の半導体領域が長手方向を揃えかつ略等間隔を有して並設されたストライプ状部分と、ストライプ状部分の長手方向の両端において各ストライプ状部分相互を連結する連結部分とから成つていることを特徴とする半導体整流ダイオード。

3. 請求項1において、第3の半導体領域の欠陥部が一方の主表面側から見たとき多角形状を有することを特徴とする半導体整流ダイオード。

4. 請求項1、2または3において、第3の半導体領域には一方の主表面に開口を有する凹部が設けられ、凹部表面が第1の半導体領域と第3

の半導体領域との間に形成されるpn接合から離れていることを特徴とする半導体整流ダイオード。

5. 請求項4において、凹部に導電性物質が充填されていることを特徴とする半導体整流ダイオード。

6. 請求項1, 2, 3, 4または5において、第1の主電極が半導体基体に接する界面でバリアハイトの異なる複数の金属からなっていることを特徴とする半導体整流ダイオード。

7. 一对の主表面を有し、一对の主表面間に一方の主表面に隣接する一方導電型の第1の半導体領域、他方の主表面及び第1の半導体領域に隣接し、第1の半導体領域より高不純物濃度を有する一方導電型の第2の半導体領域、一方の主表面から第1の半導体領域内に延在し、一方の主表面から見たとき略一定間隔で並設された複数の他方導電型の第3の半導体領域、及び一方の主表面から第1の半導体領域内に延在し、一方の主表面から見たとき第3の半導体領域を

及び第4の半導体領域との間が略等間隔となるように並設配置されていることを特徴とする半導体整流ダイオード。

9. 請求項7において、第3の半導体領域が多角形状を有し、相互間及び第4の半導体領域との間が略等間隔となるように並設配置されていることを特徴とする半導体整流ダイオード。

10. 請求項7, 8または9において、第3の半導体領域及び第4の半導体領域には一方の主表面に開口を有する凹部が設けられ、凹部表面が第1の半導体領域と第3の半導体領域及び第4の半導体領域との間に形成されるpn接合から離れていることを特徴とする半導体整流ダイオード。

11. 請求項10において、凹部に導電性物質が充填されていることを特徴とする半導体整流ダイオード。

12. 請求項7, 8, 9, 10または11において、第1の主電極が半導体基体に接する界面でバリアハイトの異なる複数の金属からなっているこ

それらから離れて包囲する他方導電型の第4の半導体領域を有する半導体基体と。

半導体基体の一方の主表面上に設けられ、第1の半導体領域との界面でシヨットキー接合を形成し、第3の半導体領域及び第4の半導体領域にオーミック接触する第1の主電極と。

半導体基体の他方の主表面において、第2の半導体領域にオーミック接触する第2の主電極と。

を具備し、第3の半導体領域相互間及び第3の半導体領域と第4の半導体領域との間の幅を W 、第3半導体領域及び第4の半導体領域の深さを D 、第1の半導体領域と第3の半導体領域及び第4の半導体領域との間に形成されるpn接合の拡散電位によつて第1の半導体領域側に拡がる空乏層の幅を w_0 としたとき、 $2w_0 < W \leq 3D$ の関係を有することを特徴とする半導体整流ダイオード。

8. 請求項7において、第3の半導体領域がストライプ形状を有し、長手方向を揃えかつ相互間

とを特徴とする半導体整流ダイオード。

13. 直流電源に接続される一对の入力端子と、負荷に接続される一对の出力端子と、直列接続して入力端子間に接続された第1及び第2の分割用コンデンサと、直列接続して入力端子間に接続された交互にスイッチング動作をする第1及び第2のスイッチング素子と、第1及び第2の分割用コンデンサの接続点と第1及び第2のスイッチング素子の接続点との間に一次巻線が接続され、出力端子の一方側に二次巻線の midpoint が接続された変圧器と、変圧器の二次巻線の両端と出力端子の他方との間に整流方向を揃えて接続した第1及び第2のダイオードとを具備し、第1及び第2のダイオードが、一对の主表面を有し、一对の主表面間に一方の主表面に隣接する一方導電型の第1の半導体領域、他方の主表面及び第1の半導体領域に隣接し、第1の半導体領域より高不純物濃度を有する一方導電型の第2の半導体領域、一方の主表面から第1の半導体領域内に延在し、一方の主表面側から見た

とき略同じ大きさの直放個の欠陥部を有する他
方導電型の第3の半導体領域とを有する半導体
基体と、半導体基体の一方の主表面上に設けら
れ、第3の半導体領域の欠陥部に露出する第1
の半導体領域との界面でショットキー接合を形
成し第3の半導体領域にオーミック接触する第
1の主電極と、半導体基体の他方の主表面にお
いて、第2の半導体領域にオーミック接触する
第2の主電極とを具備し、第3の半導体領域の
欠陥部の幅を W 、その深さを D 、第1の半導体
領域と第3の半導体領域との間に形成される
 $p-n$ 接合の拡散電位によって第1の半導体領域
側に広がる空乏層の幅を w_0 としたとき、 $2w_0$
 $< W \leq 3D$ の関係を有することを特徴とする電
源装置。

14. 直流電源に接続される一対の入力端子と、負
荷に接続される一対の出力端子と、直列接続し
て入力端子間に接続された第1及び第2の分割
用コンデンサと、直列接続して入力端子間に接
続された交互にスイッチング動作をする第1及

に設けられ、第1の半導体領域との界面でショ
ットキー接合を形成し、第3の半導体領域及び
第4の半導体領域にオーミック接触する第1の
主電極と、半導体基体の他方の主表面において、
第2の半導体領域にオーミック接触する第2の
主電極と、を具備し、第3の半導体領域相互間
及び第3の半導体領域と第4の半導体領域との
間の幅を W 、第3の半導体領域及び第4の半導
体領域の深さを D 、第1の半導体領域と第3の
半導体領域及び第4の半導体領域との間に形成
される $p-n$ 接合の拡散電位によつて第1の半導
体領域側に広がる空乏層の幅を w_0 としたとき、
 $2w_0 < W \leq 3D$ の関係を有することを特徴と
する電源装置。

15. 入力端子が商用電源に接続されるAC・DC
コンバータと、AC・DCコンバータの出力端
子に接続され、AC・DCコンバータの直流出
力を所望の直流電圧に変換するDC・DCコン
バータと、DC・DCコンバータの出力端子に
接続された論理装置とを具備し、DC・DCコ

ンバータのスイッチング素子と、第1及び第2の
分割用コンデンサの接続点と第1及び第2のス
イッチング素子の接続点との間に一次巻線が接
続され、出力端子の一方側に二次巻線の中点
が接続された変圧器と、変圧器の二次巻線の両
端と出力端子の他方との間に整流方向を揃えて
接続した第1及び第2のダイオードとを具備し、
第1及び第2のダイオードが、一対の主表面を
有し、一対の主表面間に一方の主表面に隣接す
る一方導電型の第1の半導体領域、他方の主表
面及び第1の半導体領域に隣接し、第1の半導
体領域より高不純物濃度を有する一方導電型の
第2の半導体領域、一方の主表面から第1の半
導体領域内に延在し、一方の主表面から見たと
き略一定間隔で並設された複数の他方導電型
の第3の半導体領域、及び一方の主表面から第
1の半導体領域内に延在し、一方の主表面から
見たとき第3の半導体領域をそれらから離れて
包囲する他方導電型の第4の半導体領域を有す
る半導体基体と、半導体基体の一方の主表面上

ンバータが、AC・ACコンバータの出力端子
に接続される一対の入力端子と、論理装置に接
続される一対の出力端子と、直列接続して入力
端子間に接続された第1及び第2の分割用コン
デンサと、直列接続して入力端子間に接続され
た交互にスイッチング動作をする第1及び第2
のスイッチング素子と、第1及び第2の分割用
コンデンサの接続点と第1及び第2のスイッチ
ング素子の接続点との間に一次巻線が接続され、
出力端子の一方側に二次巻線の中点
が接続された変圧器と、変圧器の二次巻線の両
端と出力端子の他方との間に整流方向を揃えて
接続した第1及び第2のダイオードとを有し、第1
及び第2のダイオードが、一対の主表面を有し、
一対の主表面間に一方の主表面に隣接する一方
導電型の第1の半導体領域、他方の主表面及び第
1の半導体領域に隣接し、第1の半導体領域より
高不純物濃度を有する一方導電型の第2の半導
体領域、一方の主表面から第1の半導体領域内
に延在し、一方の主表面側から見たとき略同じ

大きさの複数個の欠陥部を有する他方導電型の第3の半導体領域とを有する半導体基体と、半導体基体の一方の主表面上に設けられ、第3の半導体領域の欠陥部に露出する第1の半導体領域との界面でシヨットキー接合を形成し第3の半導体領域にオーミック接触する第1の主電極と、半導体基体の他方の主表面において、第2の半導体領域にオーミック接触する第2の主電極とを具備し、第3の半導体領域の欠陥部の幅を W 、その深さを D 、第1の半導体領域と第3の半導体領域との間に形成される $p-n$ 接合の拡散電位によつて第1の半導体領域側に拡がる空乏層の幅を w_0 としたとき、 $2w_0 < W \leq 3D$ の関係を有することを特徴とする電子計算機。

16. 入力端子が商用電源に接続されるAC・DCコンバータと、AC・DCコンバータの出力端子に接続され、AC・DCコンバータの直流出力を所望の直流電圧に変換するDC・DCコンバータと、DC・DCコンバータの出力端子に接続された論理装置とを具備し、DC・DCコ

ンバータが、AC・ACコンバータの出力端子に接続される一対の入力端子と、論理装置に接続される一対の出力端子と、直列接続して入力端子間に接続された第1及び第2の分割用コンデンサと、直列接続して入力端子間に接続された交互にスイッチング動作をする第1及び第2のスイッチング素子と、第1及び第2の分割用コンデンサの接続点と第1及び第2のスイッチング素子の接続点との間に一次巻線が接続され、出力端子の一方側に二次巻線の中点が接続された変圧器と、換圧器の二次巻線の両端と出力端子の他方との間に整流方向を揃えて接続した第1及び第2のダイオードとを有し、第1及び第2のダイオードが、一対の主表面を有し、一対の主表面間に一方の主表面に隣接する一方導電型の第1の半導体領域、他方の主表面及び第1の半導体領域に隣接し、第1の半導体領域より高不純物濃度を有する一方導電型の第2の半導体領域、一方の主表面から第1の半導体領域内に延在し、一方の主表面から見たとき略一定間

隔で並設された複数個の他方導電型の第3の半導体領域、及び一方の主表面から第1の半導体領域内に延在し、一方の主表面から見たとき第3の半導体領域をそれらから離れて包囲する他方導電型の第4の半導体領域を有する半導体基体と、半導体基体の一方の主表面上に設けられ、第1の半導体領域との界面でシヨットキー接合を形成し、第3の半導体領域及び第4の半導体領域にオーミック接触する第1の主電極と、半導体基体の他方の主表面において、第2の半導体領域にオーミック接触する第2の主電極と、を具備し、第3の半導体領域相互間及び第3の半導体領域と第4の半導体領域との間の幅を W 、第3の半導体領域及び第4の半導体領域の深さを D 、第1の半導体領域と第3の半導体領域及び第4の半導体領域との間に形成される $p-n$ 接合の拡散電位によつて第1の半導体領域側に拡がる空乏層の幅を w_0 としたとき、 $2w_0 < W \leq 3D$ の関係を有することを特徴とする電子計算機。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は半導体装置特に順方向電圧降下が低くかつ逆方向リーク電流の少ない低損失ダイオード、及びそれを使った電源装置並びに電子計算機に関する。

(従来の技術)

半導体整流ダイオードは、交流を直流に変換する回路素子で、直流で動作する電気装置または電子装置の電源部に多数個使用されている。近年、電気装置及び電子装置の半導体化、IC化、更にはLSI化が図られ装置の省エネルギー化が進むに従つて電源部における電力消費が装置の効率を左右する重要なファクタとなつて来ている。電源部の電力消費を低減するためには、電源部の主たる構成要素である半導体整流ダイオードの低損失化が必要である。半導体整流ダイオードの低損失化のための一方法として、 $p-n$ 接合ダイオードに代えてシヨットキー接合ダイオードを使用することが知られている。しかしながら、シヨットキー

接合ダイオードは順方向電圧降下が0.5~0.8Vが低いため順方向損失の低減を図ることができるが、逆方向リーク電流がpn接合ダイオードに比較して2桁以上大きいことから逆方向損失が増加し、順方向損失と逆方向損失とを合計した総損失はpn接合ダイオードに比較して僅かしか低減できないのである。そこで、シヨットキー接合ダイオードの逆方向リーク電流の低減を図る構造として、特公昭59-35183号公報、特開昭56-2672号公報、特開昭59-115566号公報及び特開昭60-74582号公報に開示されているように、シヨットキー接合に隣接して基板領域とは反対導電型の半導体領域を所定間隔で並設し、逆方向電圧印加時に半導体領域と基板領域との間のpn接合が逆バイアスされて基板領域に広がる空乏層によつて半導体領域相互間がピンチオフされるように構成することが知られている。

〔発明が解決しようとする課題〕

上述の逆方向リーク電流の流通路を空乏層でピンチオフする構造のシヨットキー接合ダイオード

び第1の半導体領域に隣接し、第1の半導体領域より高不純物濃度を有する一方導電型の第2の半導体領域、一方の主表面から第1の半導体領域内に延在し、一方の主表面側から見たとき所定の間隔を有して並設された他方導電型の複数個の第3の半導体領域を有する半導体基体と、半導体基体の一方の主表面上に設けられ、第1の半導体領域との界面でシヨットキー接合を形成し、第3の半導体領域にオーミック接触する第1の主電極と、半導体基体の他方の主表面において第2の半導体領域にオーミック接触する第2の主電極とを具備し、第3の半導体領域相互間の間隔をW、その深さをD、第1の半導体領域と第3の半導体領域との間に形成されるpn接合の拡散電位によつて第1の半導体領域側に広がる空乏層の幅を w_0 としたとき、 $2w_0 < W \leq 3D$ の関係を有する点にある。複数個の第3の半導体領域はストライプ形状及び多角形状又は相互に連結されたストライプ形状及び多角形状並びにこれらの変形が考えられる。また、第1の主電極は第1の半導体領域と

では、後述する理由から逆方向リーク電流を低減することが困難であつた。このため、電気装置及び電子装置の電源部に公知の半導体整流ダイオードを使用する限り、電源部での損失が多く装置の損失低減が図れないという欠点があつた。また、電源部の損失が多いということは電源部での発熱が多いことを意味し、この結果大きい冷却手段を必要とし装置の小形化が図れないという欠点があつた。

本発明の目的は、上述の欠点を解消した半導体整流ダイオード及びそれを使つた電源装置並びに電子計算機を提供するにある。

本発明の目的を具体的に言えば、低損失の半導体整流ダイオード及びそれを使うことによつて損失の低減と小型化を図つた電源装置並びに電子計算機を提供するにある。

〔課題を解決するための手段〕

本発明半導体整流ダイオードの特徴とするところは、一対の主表面間に一方の主表面に隣接する一方導電型の第1の半導体領域、他方の主表面及

の界面で単一の金属又はバリアハイトの異なる複数の金属から構成することができる。

次に、本発明電源装置の特徴とするところは、直流電源に接続される一対の入力端子と、負荷に接続される一対の出力端子と、直列接続して入力端子間に接続された第1及び第2の分割用コンデンサと、直列接続して入力端子間に接続された交互にスイッチング動作をする第1及び第2のスイッチング素子と、第1及び第2の分割用コンデンサの接続点と第1及び第2のスイッチング素子の接続点との間に一次巻線が接続され、出力端子の一方側に二次巻線の中点が接続された変圧器と、変圧器の二次巻線の両端と出力端子の他方との間に整流方向を揃えて接続した第1及び第2のダイオードとを具備し、第1及び第2のダイオードとして本発明半導体整流ダイオードを用いた点にある。

また、本発明電子計算機の特徴とするところは、入力端子が商用電源に接続されるAC・DCコンバータと、AC・DCコンバータの出力端子に接

繞され、AC・DCコンバータの直流出力を所望の直流電圧に変換するDC・DCコンバータと、DC・DCコンバータの出力端子に接続された論理装置とを具備し、DC・DCコンバータとして本発明電源装置を用いた点にある。

(作用)

シヨットキー接合部における逆方向リーク電流密度 J_R は次式(1)で表わされることが知られている。

$$J_R = A^* \cdot T^2 \cdot \exp \left[-\frac{q}{k_B \cdot T} \left(\varphi_{B0} - \sqrt{\frac{q}{4\pi\epsilon_{S1}}} \cdot E_s^{1/2} - \alpha \cdot E_s \right) \right] \quad \dots(1)$$

ここで、 A^* はリチャードソン定数、 T は絶対温度 (K)、 q は素電荷量、 k_B はボルツマン定数、 φ_{B0} はバリアハイト (V)、 ϵ_{S1} は半導体の誘電率、 E_s はシヨットキー接合の半導体側での表面電界強度、 α は経験的に与えられるパラメータである。式(1)の小括弧内を見ると電界強度 E_s が大きくなると小括弧内の値即ちバリアハイトが低下し、式(1)で表わされる逆方向リーク電

流は増加することがわかる。

本発明の半導体整流ダイオードでは、第3半導体領域相互間の間隔即ちシヨットキー接合の幅を W 、第3の半導体領域の深さを D 、第1の半導体領域と第3の半導体領域との間に形成される $p-n$ 接合の拡散電位によつて第1の半導体領域側に広がる空乏層の幅を w_0 としたとき、

$$2w_0 < W \leq 3D$$

の関係を有するように構成することにより、シヨットキー接合の半導体側での表面電界強度を大幅低減を図り、逆方向リーク電流を大幅に低減し、低損失化を達成するものである。

本発明の半導体整流ダイオードの低損失化が達成されることにより、それを使用した電源装置及び電子計算機の小形化及び高効率化が図れるのである。

(実施例)

以下、本発明を実施例として示した図面を用いて詳細に説明する。

第1図は本発明半導体整流ダイオードの一実施

例を示す要部斜視図である。図において、1は互いに反対側に位置する一対の主表面11、12を有する半導体基体で、一対の主表面間に一方の主表面11に隣接する n 型の第1の半導体領域13と、他方の主表面12及び第1の半導体領域13に隣接し、第1の半導体領域より高不純物濃度を有する n^+ 型の第2の半導体領域14と、一方の主表面11から第1の半導体領域13内に延在し、一方の主表面11側から見たときストライプ形状を有しその長手方向を隔え相互に所定の間隔を有して並設され、第1の半導体領域13より高不純物濃度を有する p^+ 型の複数個の第3の半導体領域15と、一方の主表面11から第1の半導体領域13内に延在し、一方の主表面11側から見たとき環状で第3の半導体領域15群を所定の間隔を有して包囲し、第1の半導体領域13より高不純物濃度を有する p^+ 型の第4の半導体領域16とを具備している。2は半導体基体1の一方の主表面11上に設けられ、第1の半導体領域13との界面でシヨットキー接合を形成し、第3の半導

体領域15及び第4の半導体領域16の内周側部分にオーミック接触する第1の主電極、3は半導体基体1の他方の主表面12において第2の半導体領域14にオーミック接触する第2の主電極、4は半導体基体1の一方の主表面11の周縁部において第4の半導体領域16の外周側部分及びその外周側に露出する第1の半導体領域13上に設けた SiO_2 、 PSG などの絶縁膜で、この絶縁膜4上に第1の主電極2の一部が延在している。第1の主電極2は第1の半導体領域13の多数キャリアである電子に対してバリアを形成する電極材料、例えば Mo 、 Ti などの金属及びこれら金属のシリサイド、更には金属やその他の不純物を含む多結晶シリコン又はアモルファスシリコンが使用される。

この実施例において重要な点は、第3の半導体領域15相互間の間隔を W 、第3の半導体領域15の深さを D 、第1の半導体領域13と第3の半導体領域15との間に形成される $p-n$ 接合 J の拡散電位によつて第1の半導体領域13側に拡が

る空乏層の幅を w_0 としたとき、 $2w_0 < W \leq 3D$ の関係を満たすように第3の半導体領域15を形成していることである。以下、このように形成する理由について説明する。

第2図は第1図の半導体整流ダイオードの一部拡大断面図で、第2図(a)は第2の主電極3が正電位、第1の主電極2が負電位となる逆バイアス状態を、第2図(b)は第1の主電極2が正電位、第2の主電極が負電位となる順バイアス状態をそれぞれ示している。第2図(a)の逆バイアス状態においては、pn接合Jから第1の半導体領域13内に拡がる空乏層は第3の半導体領域15相互間を埋め反し破線51で示すように第2の半導体領域14近傍まで伸びている。この時、流れる逆方向リーク電流はpn接合部を通るものとショットキー接合部を通るものとに分けられるが、支配的なのは後者である。ショットキー接合部を流れる逆方向リーク電流は、前述のようにこの部分の電界強度に大きく依存する。第3図(a)及び(b)は、第3の半導体領域15の深さDを

$1\mu\text{m}$ 、第1の半導体領域13の深さを $2.5\mu\text{m}$ 、不純物濃度を $1 \times 10^{18} \text{atomic}/\text{cm}^3$ 、第1の主電極をバナジウム、逆バイアス電圧を40Vとしたときのショットキー接合部の各位置における電界強度E、及び逆方向リーク電流密度 J_R の関係を第3の半導体領域15相互間の間隔Wをパラメータにして示したものである。この図から、Wが10Dのときには電界強度は広い範囲で $3.5 \times 10^5 \text{V}/\text{cm}$ を示し、Wが5Dのときにもピークの電界強度は $3.5 \times 10^5 \text{V}/\text{cm}$ に近い値を示しているが、Wが3Dになるとピークの電界強度が $2.7 \times 10^5 \text{V}/\text{cm}$ と20%余り低下している。これを逆方向リーク電流密度 J_R で見ると、W=10Dのときは広範囲で $1.1 \text{A}/\text{cm}^2$ 、W=5Dのときはピーク値で $0.9 \text{A}/\text{cm}^2$ 、W=3Dになるとピーク値で $0.4 \text{A}/\text{cm}^2$ と50%以上の大幅減少となつている。Wが小さくなるとある値から急激に電界強度E、が低下する理由は、pn接合及びショットキー接合に沿って存在する等電位線が、Wが小さくなるとpn接合に沿う等電位線側

に張られてショットキー接合に沿わなくなるためと考えられる。また、逆方向リーク電流が電界強度の減少に指数関数的に比例して減少する理由は前述の式(1)から理解できる。第4図はショットキー接合部の幅Wとその中心部におけるリーク電流密度との関係を第3の半導体領域15の深さDを変えて示したもので、 $W \leq 3D$ に相当する個所でリーク電流が著しく減少していることがわかる。

一方、第2図(b)の順バイアス状態においては、pn接合Jの拡散電位によつて第1の半導体領域13側に幅 w_0 だけ空乏層52が拡がり、ショットキー接合の幅Wのうち $W - 2w_0$ が順方向電流の通流に寄与する。このため幅Wが $2w_0$ に近づくに従つて順方向電流の通流路が次第に狭くなり順方向電圧降下 V_F が増加して来る。W= $2w_0$ になる理論上順方向電流の通流路はなくなり、順方向電圧降下が急増することになる。第5図はショットキー接合の幅Wと順方向電流密度 J_F が $60 \text{A}/\text{cm}^2$ のときの順方向電圧降下 V_F との関係を第3の半導体領域15の深さDを変えて

示したもので、 $W > 2w_0$ とすることで順方向電圧降下 V_F の値を小さくできることが理解される。尚、 w_0 は第1の半導体領域13の不純物濃度 $1 \times 10^{18} \text{atomic}/\text{cm}^3$ 、第3の半導体領域15の不純物濃度 $1 \times 10^{18} \text{atomic}/\text{cm}^3$ のとき $0.34\mu\text{m}$ で、この値は順方向電流が流れている時には電圧降下によつて補償されて僅か減少する。

第6図は第4図及び第5図の結果に基づいて、単位面積当りの損失電力P(W/cm²)とショットキー接合の幅Wとの関係を計算により求めたもので、 $2w_0 < W \leq 3D$ の範囲で損失が著しく少なくなることが理解される。

以上の説明からわかるように、第1図に示す構造とすることにより低損失の半導体整流ダイオードを実現することができる。本発明によれば低損失化という効果の他に、特定のバリアハイトを有する材料で第1の主電極2を形成しても任意のバリアハイトに相当する特性を実現できるという効果を有する。これを第7図を用いて説明する。

第7図は第1の主電極2の材料を変えたとき得

られるショットキー接合ダイオードの順方向電圧降下と逆方向リーク電流密度との関係を示している。一点鎖線は単一の材料を渡えたときに得られる特性で、この線上にTi, V, Moを使つたとき特性を○印で示してある。これら各○印相互間の特性が要求された場合、従来は所望の特性の両側に位置する2種類の材料を組合せることによつて実現していたが、この方法では2種類の材料を使うため製造上種々の問題を有していた。これに対し、本発明のように第3の半導体領域と設けてショットキー接合の幅を変えれば、第7図の実線に示すように連続的に特性を変えることができる。単一材料であることから従来技術のような問題がなく、かつ従来技術で得られる特性よりも順方向電圧降下を同一とすれば逆方向リーク電流が小さくなり、逆方向リーク電流を同一とすれば順方向電圧降下を小さくでき、優れた特性が得られるのである。

尚、第1図の第4の半導体領域16はガードリングとしての機能を有するものであるが、第3の

実施例に比較して第1の主電極2の断線がなくなる利点を有している。

第10図は本発明の異なる実施例で、第1の主電極2をバリアハイトの異なる材料21, 22で形成している。バリアハイトの異なる材料21, 22としては、例えばMoとTiが使用される。両材料の組合わせ方としては、材料21と材料22とを交互に配置する方法(a)と、部分的材料22を設け、その上全面に材料21を配置する方法(b)とが考えられる。このようにすれば、単一の材料を使用する場合に比較して、所望の特性特に順方向電圧降下を得るのが容易となる利点を有する。

第11図は本発明の更に異なる実施例を一方の主表面11側から見たパターン図で示している。(a)及び(b)は第3の半導体領域15を多数個の矩形状及び円形状にした場合を示している。これらは、第3の半導体領域15をストライプ状にする場合に比較して通流面積を広くできる利点を有している。(c),(d)及び(e)は、第3の

半導体領域15との間に存在するショットキー接合の幅を本発明の目的を奏するように形成してもよい。

第8図は本発明の別の実施例で、第1図の実施例とは第3の半導体領域15の一方の主表面11側に凹部17が形成されている点で異なっている。第3の半導体領域15は、半導体基体1の一方の主表面11に所望数の凹部17を形成した後、凹部17の表面からp型不純物を拡散することにより形成することができる。このような形成法を採用すれば、第1図において第3の半導体領域15を拡散で形成する場合に比較して、順方向電流の通流に寄与しない第3の半導体領域15の一方の主表面11に占める割合を大幅に低減でき、チップサイズの縮小が図れる効果を有する。

第9図は本発明の更に別の実施例で、第8図の実施例とは凹部17内に導電材6が埋設されている点で相違している。導電材6としては、ポリシリコン、金属が使用される。この実施例によれば一方の主表面11が平坦面となるため、第8図の

半導体領域15を一体に形成し、ストライプ状、矩形状、円形状の欠如部を多数個設け、その欠如部に第1の半導体領域13を露出させた構成となつている。

第12図は本発明の他の実施例で、これまでの実施例と相違するところは、第1の半導体領域13に隣接してそれより低不純物濃度を有するn-型の第5の半導体領域18を第3の半導体領域15相互間に設けた点にある。第5の半導体領域18は第1の半導体領域15上に比べて空乏層が拡がり易く、逆方向リーク電流の低減が一層図れる利点がある。第12図(a)は第5の半導体領域18を第3の半導体領域15相互間全体に設けた場合、第12図(b)は第5の半導体領域18をショットキー接合に隣接する個所だけに設けた場合、第12図(c)は第5の半導体領域18をショットキー接合から離れた個所に設けた場合をそれぞれ示している。第12図(a)ではショットキー接合部の電界強度をより一層低減する効果があり、第12図(b)及び(c)では第

12図(a)よりも順方向電圧降下を小さくする効果がある。

以上は本発明半導体整流ダイオードを代表的な実施例を用いて説明したが、本発明はこれらに限定されるものではなく本発明の技術思想の範囲内で種々の変更が可能である。

上述の本発明半導体整流ダイオードを電源装置及びそれを使った電子計算機に適用することによって、これらの機器の小形軽量化、高効率化を図ることができる。以下、これらについて説明する。

第13図は本発明電源装置の一実施例であるDC・DCコンバータの回路構成である。DC・DCコンバータとは、電子機器等の負荷に安定な直流電圧を供給するように、入力直流電力を出力の直流電力へ電力変換するスイッチング電源である。同図のDC・DCコンバータは、ハーフブリッジ方式のものである。図において、701及び702は直流電源703に接続される一対の入力端子、704及び705は負荷706に接続される一対の出力端子、707及び708は直列接

続して入力端子701、702間に接続された第1及び第2の電圧電圧分割用コンデンサ、709及び710は直列接続して入力端子701、702間に接続され交互にスイッチング動作をする第1及び第2のスイッチング素子、711は第1及び第2の分割用コンデンサ707、708の接続点と第1及び第2のスイッチング素子709、710の接続点との間に一次巻線711-1が接続され、出力端子704に二次巻線711-2の midpoint が接続された変圧器、712及び713は二次巻線711-2両端にアノード側が接続され、カソード側が平滑用リアクトル714を介して出力端子705に接続された第1及び第2のダイオード、715は出力端子704、705間に接続された平滑用コンデンサである。このDC・DCコンバータでは交互にオン状態になる第1及び第2のスイッチング素子709、710のオン期間を可変にするパルス幅変調(PWM)によって、入力電圧の変動あるいは負荷電流の変動に対して負荷706へ供給する出力電圧を一定の値に制御して

いる。

このDC・DCコンバータにおいて、第1及び第2のダイオード712及び713で発生する損失電力 P_L は、次式(2)で与えられる。

$$P_L = V_F I_o + 2 I_R V_1 \frac{N_2}{N_1} D_{on} \quad \dots (2)$$

ここで、

V_F : ダイオードのオン電圧

I_o : 負荷電流

I_R : ダイオードの逆方向リーク電流

V_1 : 分割用コンデンサ707、708の電圧

N_1 : 変圧器の一次巻線の巻数

N_2 : 変圧器の二次巻線の巻数

D_{on} : スwitchング素子709、710のオン時比率

式(2)において、第1項は順電流による損失電力、第2項は逆電流による損失電力である。入力電圧 V_1 の変動に対して出力電圧を一定に調整するには、式(3)の関係を満たすように D_{on} を制

御する必要がある。

$$V_o + V_F = V_1 \frac{N_2}{N_1} D_{on} \quad \dots (3)$$

ここで、 V_o : 出力電圧

式(3)を式(2)へ代入し、 $V_1 D_{on}$ の後の項を消去すれば、式(4)が得られる。

$$P_L = V_F V_o + 2 I_R (V_o + V_F) \quad \dots (4)$$

ところで、ショットキー接合を有するダイオードは、次式(5)でおおよそ規定される V_F と I_R の組合せを有するシリーズ化されたダイオードが実現できる。

$$I_R I_R = a (V_F + b) \quad \dots (5)$$

ここで、

a : 負の定数パラメータ

b : 定数パラメータ

DC・DCコンバータの仕様により出力電圧 V_o と負荷電流 I_o が定められ、これらのシリーズ化されたダイオードの中で、式(4)で示される電力損失を最小にするダイオードが存在する。このダイオードを用いることによりDC・DCコン

バータの小形軽量化、高効率化を最も図ることが
できる。本発明の半導体整流ダイオードは、式
(5) の η をより小さな値に改善したものであり、
これを DC・DC コンバータのダイオードに用い
ることによつて、ダイオードの損失電力の一層の
低減を実現することができる。

上記の議論を単純にするために、電力損失 P_r
はほとんど順方向電流による電力損失で与えられ、
また、回路損失は整流ダイオードでのみ発生する
と仮定する。整流ダイオードでの損失電力 P_r と
効率 η は、それぞれ次式 (6)、(7) で与えられる。

$$P_r = V_F I_o \quad \dots (6)$$

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_o I_o + V_F I_o} = \frac{1}{1 + V_F / I_o} \quad \dots (7)$$

ここで、出力電圧が 5 V 以下の低電圧大電流出
力 DC・DC コンバータとして、3 V、600 A
出力のものを考える。そして、本発明によりバリ
アメタルと形状の最適化を図り V_F を従来の 0.55
V から 0.35 V に低減できたとする。この場合、
従来と本発明の半導体整流ダイオードを用いた場

合の損失と効率は、次のようになる。

1) 従来のダイオードを用いた場合

$$\text{損失電力} = 330 \text{ W, 効率 } 84.5 \%$$

2) 本発明の半導体整流ダイオードを用いた場合

$$\text{損失電力} = 210 \text{ W, 効率 } 89.6 \%$$

一般に、低電圧大電流出力の DC・DC コンバ
ータの場合、その体積は、直方体の底面積が整流
ダイオードで発生する熱を放熱するための冷却フ
ィンで決まるので、損失電力にほぼ比例する。し
たがつて、本発明の半導体整流ダイオードを DC
・DC コンバータの二次側ダイオードに用いるこ
とによつて、体積は 36 % も減少、効率は 5 % も
向上し、DC・DC コンバータの小形軽量化、高
効率化を図ることができる。この効果は、低電圧
大電流出力になる程、大きくなる。なお、この効
果は、第 13 図に示したハーフブリッジ方式以外
の低電圧大電流出力の DC-DC コンバータでも
生じる。

第 14 図は本発明電子計算機の一実施例の回路
構成を示している。低電圧大電流出力の DC・

DC コンバータの応用例の代表的なものが電子計
算機である。電子計算機は、入力端子 801-1、
801-2 及び出力端子 801-3、801-4
を有し、入力端子 801-1、801-2 が商用
電源に接続される AC・DC コンバータ 801 と、
入力端子 802-1、802-2 及び出力端子
802-3、802-4 を有し、入力端子 802
-1、802-2 が AC・DC コンバータ 801
の出力端子 801-3、801-4 に接続される
DC・DC コンバータ 802 と、DC・DC コン
バータ 802 の出力端子 802-3、802-4
に接続される論理装置 803 とから構成されてい
る。AC・DC コンバータ 801 としては、ダイ
オードブリッジの整流回路と平滑回路からなる単
純なものから、位相制御を行うサイリスタブリッ
ジの整流回路と平滑回路からなるものが使用され
る。DC・DC コンバータ 802 としては、第
13 図に示したものをを用いることによつて、電子
計算機の小形軽量化、高効率化を図ることができ
る。

(発明の効果)

以上述べたように、本発明半導体整流ダイオー
ドは、順方向電圧降下と逆方向リーク電流密度と
で表現されるダイオード特性のトレードオフ関係
を向上させることができ、電力損失の小さい優れ
た特性を実現することができる。また、本発明半
導体整流ダイオードを電源装置に使用すると電力
損失が大幅に低減され、装置の小形軽量化及び高
効率化を図ることができる。更に、本発明の電源
装置を電子計算機の電源部に適用すると上記と同
理由により、小形軽量化及び高効率化を図ること
ができる。

4. 図面の簡単な説明

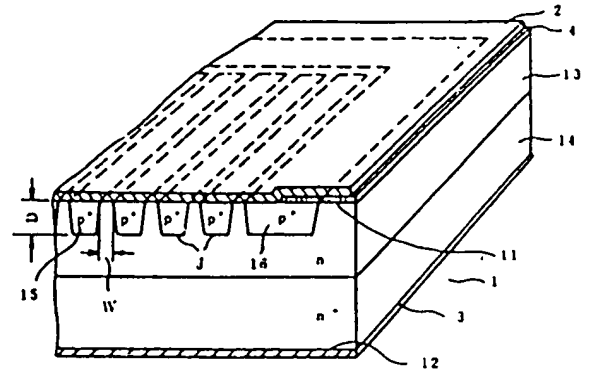
第 1 図は本発明半導体整流ダイオードの一実施
例を示す斜視図、第 2 図は第 1 図のダイオードの
作用を説明するための一部拡大断面図、第 3 図は
 W と E 、及び J_n との関係を示す特性図、第 4 図
は W と J_n の関係を示す特性図、第 5 図は W と
 V_F との関係を示す特性図、第 6 図は W と P との
関係を示す特性図、第 7 図は V_F と J_n との関係

を示す特性図、第8図、第9図、第10図、第11図及び第12図は本発明半導体整流ダイオードの他の実施例を示す概略図、第13図は本発明電源装置の一実施例を示す回路図、第14図は本発明電子計算機の一実施例を示すブロック図である。

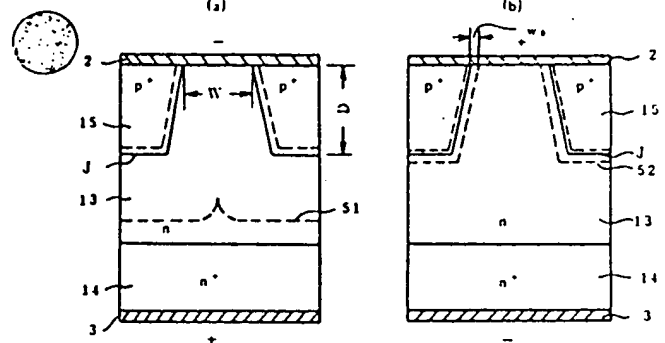
1…半導体基体、2、3…主電極、13…第1の半導体領域、14…第2の半導体領域、15…第3の半導体領域、707、708…分割用コンデンサ、709、710…スイッチング素子、711…変圧器、712、713…ダイオード、801…AC・DCコンバータ、802…DC・DCコンバータ、803…論理装置。

代理人 井理士 小川勝男

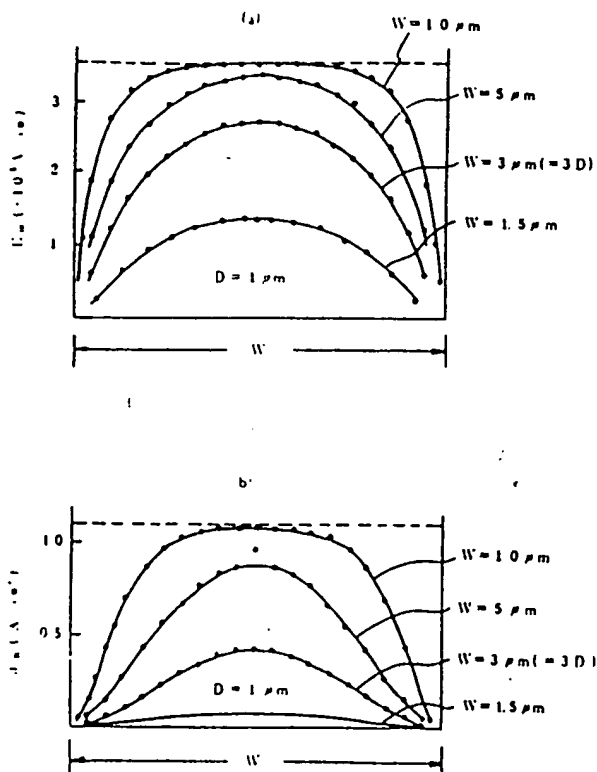
第 1 図



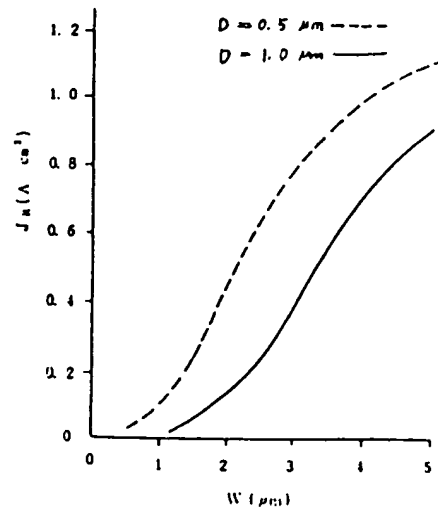
第 2 図



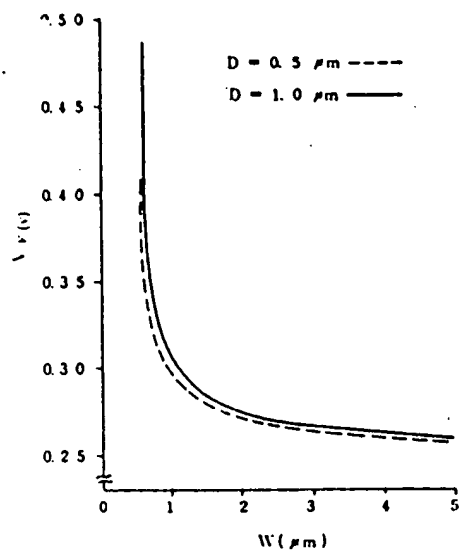
第 3 図



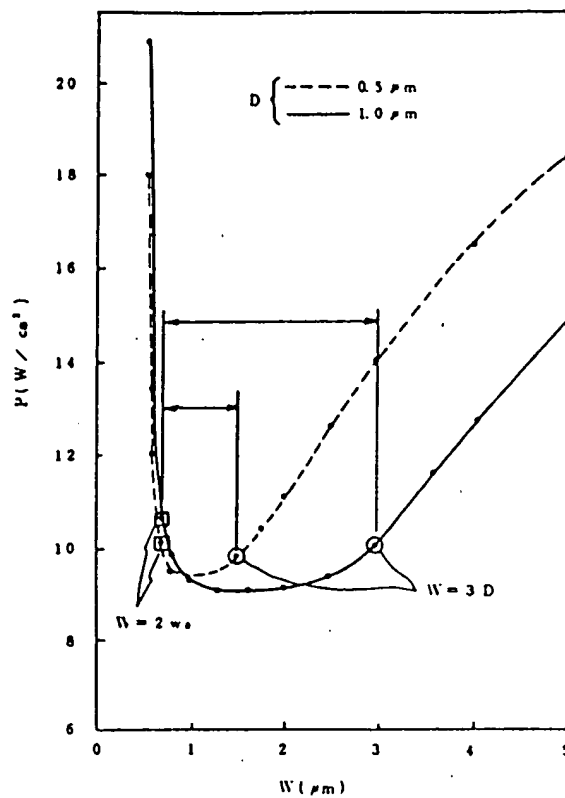
第 4 図



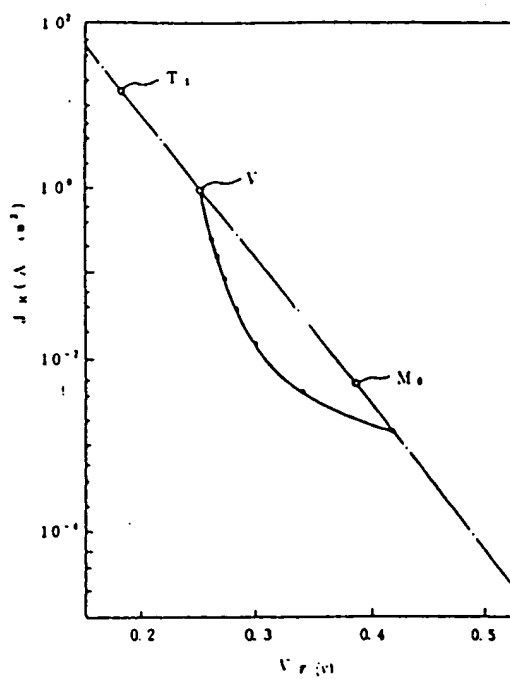
第 5 図



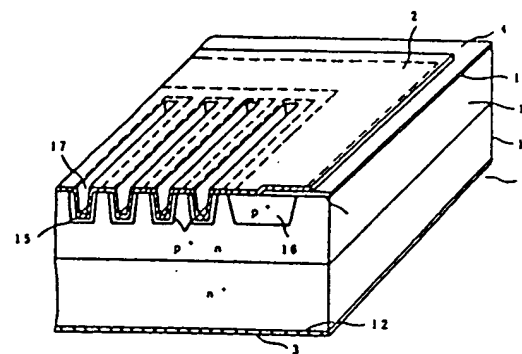
第 6 図



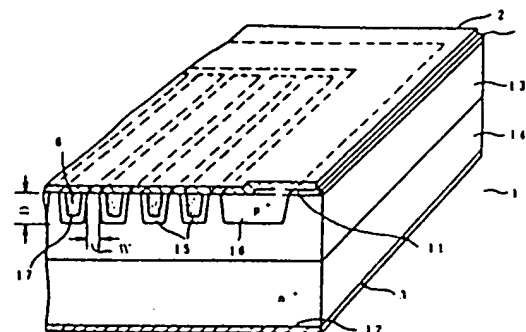
第 7 図



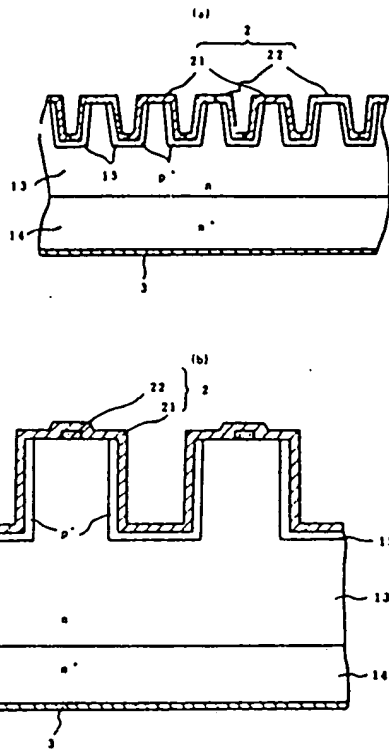
第 8 図



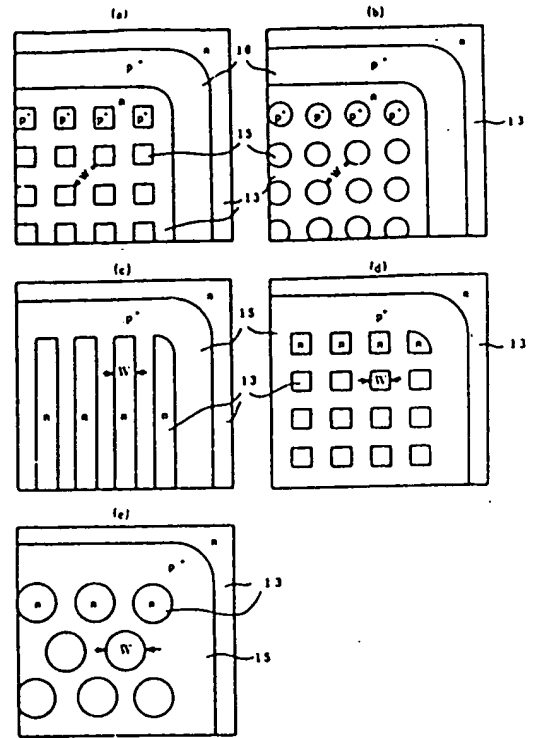
第 9 図



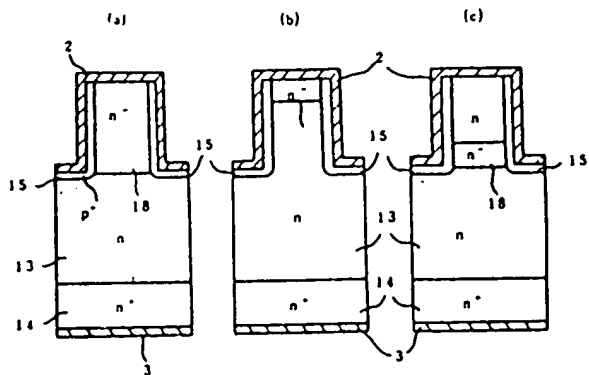
第10図



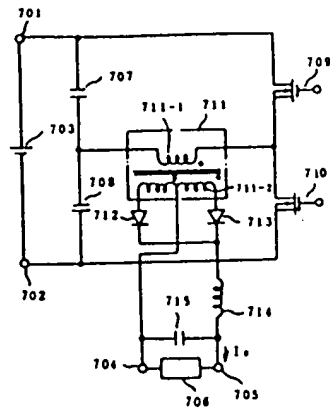
第11図



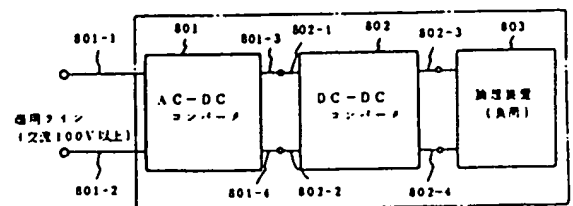
第12図



第13図



第14図



第 1 頁の続き

⑦発 明 者

河 野

直 文

神奈川県秦野市堀山下 1 番地 株式会社日立製作所神奈川
工場内